

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日 2002年 9月30日
Date of Application:

出願番号 特願2002-285016

Application Number:
[ST. 10/C] : [JP2002-285016]

出願人 ローム株式会社
Applicant(s):

2003年 7月 9日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

太田信一郎

出証番号 出証特2003-3054466

【書類名】 特許願
【整理番号】 02-00376
【提出日】 平成14年 9月30日
【あて先】 特許庁長官 殿
【国際特許分類】 H02M 3/156
【発明の名称】 スイッチング電源装置
【請求項の数】 3
【発明者】
【住所又は居所】 京都市右京区西院溝崎町 21 番地 ローム株式会社内
【氏名】 安藤 弘明
【発明者】
【住所又は居所】 京都市右京区西院溝崎町 21 番地 ローム株式会社内
【氏名】 星野 太一
【特許出願人】
【識別番号】 000116024
【氏名又は名称】 ローム株式会社
【代表者】 佐藤 研一郎
【代理人】
【識別番号】 100083231
【住所又は居所】 東京都港区新橋 2 丁目 10 番 5 号 末吉ビル 5 階 ミネ
ルバ国際特許事務所
【弁理士】
【氏名又は名称】 紋田 誠
【選任した代理人】
【識別番号】 100112287
【住所又は居所】 東京都港区新橋 2 丁目 10 番 5 号 末吉ビル 5 階 ミ
ネルバ国際特許事務所
【弁理士】
【氏名又は名称】 逸見 輝雄

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 016241

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9901021

【ブルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 スイッチング電源装置

【特許請求の範囲】

【請求項1】 オン・オフ制御される半導体スイッチにより、直流電源電圧を変換した直流出力電圧を出力するスイッチング出力回路と、

前記直流出力電圧を基準電圧と比較し、前記直流出力電圧が大きくなるほど値が小さくなる帰還信号を発生する誤差増幅手段と、

前記スイッチング出力回路に流れる出力電流を検出し、この出力電流が大きくなるほど値が小さくなる電流検出信号を発生する電流検出回路と、

前記帰還信号と前記電流検出信号とが比較信号として入力され、三角波信号が基準信号として入力され、前記比較信号のうちの値の低い比較信号と前記三角波信号とを比較し、PWM信号を出力するPWM比較器とを有し、

前記PWM信号により前記半導体スイッチのオンあるいはオフを制御することを特徴とするスイッチング電源装置。

【請求項2】 前記電流検出信号は、低域通過フィルタを介して出力されることを特徴とする、請求項1記載のスイッチング電源装置。

【請求項3】 前記低域通過フィルタは、入力側と出力側との間に設けられた抵抗と、前記出力側と基準点との間に設けられたコンデンサと、該コンデンサと並列に接続され、前記入力側の電圧が前記出力側の電圧より低くなった時にオンされる電荷放電用の半導体スイッチを、有することを特徴とする、請求項2記載のスイッチング電源装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、電流制限機能付きの定電圧制御を行う直流一直流変換のスイッチング電源装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

従来から、電流制限機能付きの定電圧制御を行うスイッチング電源装置におい

ては、パルス・バイ・パルス方式での電流制限を行うものが多く用いられている。

【0003】

図5は、従来のパルス・バイ・パルス方式での電流制限を行う定電圧制御のスイッチング電源装置の構成を示す図である。

【0004】

図5において、電源電圧VCCとグランド間に、電流検出抵抗51とN型MOSトランジスタ（以下、NMOS）であるハイサイドスイッチ52とNMOSであるローサイドスイッチ53とが直列に接続される。ハイサイドスイッチ52とローサイドスイッチ53との接続点から平滑コイル54、平滑コンデンサ55を介して出力電圧Voutが outputされる。60は、レギュレータ用ICである。

【0005】

出力電圧Voutは誤差増幅器61にフィードバックされて基準電圧Vref1と比較されて、その誤差出力である帰還電圧FBを出力する。この帰還電圧FBと三角波発振器62からの三角波信号とがPWM比較器63で比較されてPWM信号が形成される。このPWM信号は、アンド回路64を通過すると、ドライバ65を介してゲート駆動信号P1となり、ハイサイドスイッチ52のゲートに供給される。また、遅延回路66と反転ドライバ67とを介してゲート駆動信号P2となり、ローサイドスイッチ53のゲートに供給される。

【0006】

ゲート駆動信号P1とゲート駆動信号P2とにより、ハイサイドスイッチ52とローサイドスイッチ53とが交互にオン・オフされ、そのオン・オフ時間幅がPWM制御により自動調整され、所定の出力電圧Voutが outputされる。

【0007】

一方、電流制限動作のために、電流検出抵抗51に流れる電流Iによる検出抵抗電圧 ΔV を常時、監視している。検出抵抗電圧 ΔV が比較器68において基準電圧Vref2と比較される。電流Iが所定の制限電流未満では、検出抵抗電圧 ΔV は基準電圧Vref2より小さく（ $\Delta V < Vref2$ ）、比較器68の出力は高（H）レベルにあり、アンド回路64はPWM信号を通過させる。

【0008】

電流 I が所定の制限電流を越えると、検出抵抗電圧 ΔV は基準電圧 V_{ref2} より大きくなり ($\Delta V > V_{ref2}$) 、比較器 68 の出力は低 (L) レベルになる。これにより、アンド回路 64 は閉じられるから、PWM 信号は阻止される。その結果、ハイサイドスイッチ 52 はオフ、ローサイドスイッチ 53 はオンされ、電流 I は制限される。

【0009】

また、電圧型 PWM インバータにおいて、出力電流を監視し、所定値を越えたときに電圧設定値を低減するようにしているものもある（特許文献 1 参照）。

【0010】

【特許文献 1】

特公平 7-55055 号公報

【0011】

【発明が解決しようとする課題】

従来のパルス・バイ・パルス方式で電流制限を行う定電圧制御のスイッチング電源装置では、電流 I によって電流検出抵抗 51 に発生する検出抵抗電圧 ΔV を用いて電流検出を行うから、ハイサイドスイッチ 52 がオンしている期間に、ゲート駆動信号 P1 を停止させる必要がある。

【0012】

検出抵抗電圧 ΔV が基準電圧 V_{ref2} を越えてから実際にゲート駆動信号 P1 が停止するまでの遅延時間は、電流制限の精度に影響し、その遅延時間が長いほどその精度は悪化する。しかも、パルス・バイ・パルス方式であるから、この遅延による影響は、パルスサイクル毎に繰り返し発生する。したがって、精度の良い電流制限を行うには、高速な比較器 68（例えば、数 μ s 程度の応答）が必要であり、かつドライバ 65 の遅延時間も小さくする必要がある。しかし、これら比較器 68、ドライバ 65 の高速化の実現は、困難である。

【0013】

また、比較器 68 の比較出力により、PWM 信号の通過あるいは阻止を制御しているため、電流制限時のスイッチング動作により、出力電圧が不安定になりや

すい、という問題もある。

【0014】

そこで、本発明は、電流制限動作の精度を向上するとともに、電流検出回路やドライバに特別の高速動作を不要とし、かつ電流制限動作時の出力電圧を安定させることができる、電流制限機能付きの定電圧制御を行うスイッチング電源装置を提供することを目的とする。また、その電流制限の応答を、高速度に行うことができる、電流制限機能付きの定電圧制御を行うスイッチング電源装置を提供することを目的とする。

【0015】

【課題を解決するための手段】

請求項1記載のスイッチング電源装置は、オン・オフ制御される半導体スイッチにより、直流電源電圧を変換した直流出力電圧を出力するスイッチング出力回路と、前記直流出力電圧を基準電圧と比較し、前記直流出力電圧が大きくなるほど値が小さくなる帰還信号を発生する誤差增幅手段と、前記スイッチング出力回路に流れる出力電流を検出し、この出力電流が大きくなるほど値が小さくなる電流検出信号を発生する電流検出回路と、前記帰還信号と前記電流検出信号とが比較信号として入力され、三角波信号が基準信号として入力され、前記比較信号のうちの値の低い比較信号と前記三角波信号とを比較し、PWM信号を出力するPWM比較器とを有し、前記PWM信号により前記半導体スイッチのオンあるいはオフを制御することを特徴とする。

【0016】

請求項2記載のスイッチング電源装置は、請求項1記載のスイッチング電源装置において、前記電流検出信号は、低域通過フィルタを介して出力されることを特徴とする。

【0017】

請求項3記載のスイッチング電源装置は、請求項2記載のスイッチング電源装置において、前記低域通過フィルタは、入力側と出力側との間に設けられた抵抗と、前記出力側と基準点との間に設けられたコンデンサと、該コンデンサと並列に接続され、前記入力側の電圧が前記出力側の電圧より低くなった時にオンされ

る電荷放電用の半導体スイッチを、有することを特徴とする。

【0018】

【発明の実施の形態】

以下、図面を参照して本発明のスイッチング電源装置の実施の形態について、説明する。

【0019】

図1は、本発明の実施の形態に係るスイッチング電源装置の構成を示す図であり、図2は図1中において用いられる低域通過フィルタの構成を示す図である。また、図3は、図1のスイッチング電源装置の電流制限作用を説明するための図であり、図4は出力電圧ー出力電流の特性を示す図である。

【0020】

図1において、電源電圧VCCとグランドとの間に、N型MOSトランジスタ（以下、NMOS）で構成されるハイサイドスイッチ（以下、第1スイッチ）11とNMOSで構成されるローサイドスイッチ（以下、第2スイッチ）12とが直列に接続される。第1スイッチ11と第2スイッチ12との接続点から、平滑コイル13と電流検出抵抗14（抵抗値Rs）を介して出力電圧Voutが outputされる。出力電圧Voutは、平滑コンデンサ15によりさらに平滑される。

【0021】

分圧抵抗16、17により出力電圧Voutが分圧された検出電圧VSが、レギュレータ用IC20内の誤差増幅器21の反転入力端子（-）に供給され、非反転入力端子（+）に供給される基準電圧Vrefと比較される。誤差増幅器21の出力は、抵抗とコンデンサの組み合わせからなるフィードバック回路18を介して、分圧抵抗16、17の分圧点に接続される。この誤差増幅器21の出力が、帰還電圧FBとなる。

【0022】

また、三角波発振器24からPWM制御の基準信号としての三角波信号Vtrが outputされる。この三角波信号Vtrの上限値（例、1.95V）と下限値（例、1.45V）の間で、三角波信号Vtrと比較信号とが比較される。なお、本発明において、三角波信号としては、鋸歯状波の三角波でも良い。

【0023】

基準電圧VREG1とグランド間に分圧抵抗22、23が設けられ、その分圧点から、PWM制御における最大デューティ設定電圧Vdmが outputされる。この設定電圧Vdmは、比較信号の1つであり、最大デューティとして例えば85%（電圧で表すと、1.875v）に設定されることが良い。

【0024】

さらに、本発明では、PWM制御の比較信号として、過電流検出電圧Vocが inputされる。以上の比較信号である、過電流検出電圧Voc、帰還電圧FB、設定電圧Vdmは、PWM比較器25の正（+）入力端子に入力され、基準信号である三角波信号Vtrが負（-）入力端子に入力される。そして、三角波信号Vtrと3つの比較信号のうちの最も低い値の比較信号とがPWM比較器25で比較されて、その比較結果であるPWM信号を outputする。

【0025】

なお、基準電圧VREG1（例、2.5v）及び基準電圧Vref（例、1.0v）は、安定した電圧である必要があるから、バンドギャップ定電圧回路から形成されることが望ましい。

【0026】

PWM比較器25から出力されたPWM信号は、ドライバ26を介してゲート駆動信号P1となり、第1スイッチ11のゲートに供給される。また、PWM信号は、貫通電流防止のための遅延回路27と反転ドライバ28を介してゲート駆動信号P2となり、第2スイッチ12のゲートに供給される。

【0027】

さて、PWM制御の比較信号である過電流検出電圧Vocは、過電流検出プロック30において形成される。

【0028】

演算増幅器31の非反転入力端子（+）は、電流検出抵抗14の電源側の一端に接続され、その反転入力端子（-）は、抵抗32（抵抗値R）を介して電流検出抵抗14の他端に接続される。演算増幅器31の出力端子はNPNトランジスタ（以下、NPN）33のベースに接続される。電源電圧VCCと電流検出抵抗

14の他端との間に、PNPトランジスタ（以下、PNP）34とNPN33と抵抗32とが直列に接続される。PNP34のベースとコレクタとが接続され、PNP34のベースとPNP35のベースとが接続されて、カレントミラー構成とされている。

【0029】

電源電圧VCCとグランド間にPNP35とNPN36とが直列に接続され、NPN36のコレクタとベースとが接続され、NPN36のベースとNPN37のベースとが接続されて、カレントミラー構成とされている。

【0030】

基準電圧VREG1とグランド間に、抵抗38（抵抗値15R）とNPN37とが直列に接続されている。抵抗38の抵抗値はこの例では、抵抗32の抵抗値の15倍に設定されている。

【0031】

抵抗38とNPN37との接続点から、低域通過フィルタ40とバッファ39とを介して、過電流検出電圧Vocが outputされる。低域通過フィルタ40は、出力電流Ioの脈動に応じて脈動している入力側電圧を滑らかにして出力するためのものであり、これにより、通常時には過電流検出電圧Vocは一定の大きさであり、出力電流Ioが多少変化しても過電流検出電圧Vocは滑らかに変化する。

【0032】

過電流検出ブロック30では、電流検出抵抗14に出力電流Ioが流れて検出抵抗電圧 ΔV （= $R_s \times I_o$ ）が発生すると、演算増幅器31は2入力の電圧差が零になるように動作するから、抵抗32に同じ検出抵抗電圧 ΔV が発生する。この検出抵抗電圧 ΔV を発生させるように、NPN33、PNP34には、検出抵抗電圧 ΔV を抵抗値Rで除算した電流が流れれる。

【0033】

PNP34とPNP35、及びNPN36とNPN37とが、それぞれカレントミラーを構成しているので、抵抗38には、 $15 \times \Delta V$ の電圧降下が発生する。なお、ここでは、各カレントミラー構成の電流比は、それぞれ一对一と想定し

ている。したがって、低域通過フィルタ40には、基準電圧VREG1から電圧降下 $1.5 \times \Delta V$ を減算した電圧（=VREG1- $1.5 \times \Delta V$ ）が入力される。

【0034】

低域通過フィルタ40は、図2にその内部構成が示されるように、入力側と出力側との間に設けられた抵抗41と、その出力側とグラント（基準点）との間に設けられたコンデンサ43と、このコンデンサ43と並列に接続され、入力側の電圧が出力側の電圧（コンデンサ43の充電電圧）より低くなった時にオンされる電荷放電用のPNP42から構成されている。これにより、抵抗41とコンデンサ43により低域通過フィルタとして機能するとともに、入力側電圧が低下したとき、即ち出力電流Ioが増加したときには、PNP42がオンしてコンデンサ43の電荷を急速に放電する。したがって、出力電流Ioが増加したときに過電流検出電圧Vocは遅滞なく、減少する。

【0035】

以上のように構成される本発明のスイッチング電源装置の動作を、電流制限作用を説明する図3、出力電圧-出力電流の特性を示す図4も参照して説明する。

【0036】

通常動作時には、出力電流Ioは制限すべき電流値より小さいので、過電流検出電圧Vocは高い値にある。また、設定電圧Vdmも高い電圧に設定されている。したがって、PMW比較器25では、帰還電圧FBと三角波信号Vtrとの比較に基づいて、PWM信号が発生される。そのPWM信号に基づいて形成されたゲート駆動信号P1、ゲート駆動信号P2により第1スイッチ11、第2スイッチ12がPWM制御されている。これにより、出力電圧Voutは所定の設定電圧に応じた一定電圧で出力される。

【0037】

この状態を図3、図4で見ると、過電流検出電圧Vocが高い値にあり（図3の左側方向）、出力電流Ioは電流制限を開始する電流制限開始電流値Iol1未満にある。

【0038】

出力電流Ioが増加してくると、図3のように、それに比例して検出抵抗電圧

ΔV が増加し、過電流検出電圧 V_{oc} が低くなってくる。出力電流 I_o が電流制限開始電流値 I_{o1} を越えると、過電流検出電圧 V_{oc} がそのときの帰還電圧 F_B より低くなり、電流制限動作が開始される。

【0039】

この電流制限動作では、過電流検出電圧 V_{oc} と三角波信号 V_{tr} による PWM制御に入り、PWM信号のデッドタイムコントロール（即ち、デューティコントロール）が行われる。このPWM制御による電流制限動作には、従来のパルス・バイ・パルス方式のように、ドライバなどの回路遅延が精度に影響しないので、高精度な電流制限を掛けられる。また、ドライバなどの回路要素として、特別に高速動作のものを使用する必要がないので、それらの設計も容易になる。

【0040】

この電流制限動作の状態では、もはや定電圧制御動作は行われず、電流制限動作領域に入り、図4の出力電流は、電流制限開始電流値 I_{o1} と出力電流最大値 I_{o2} との間の領域にある。過電流検出電圧 V_{oc} が三角波信号 V_{tr} の下限値（図3のS点）に到達した点が、図4の出力電流最大値 I_{o2} に対応する。

【0041】

電流制限動作が行われている領域、即ち図4で出力電流 I_o が、電流制限開始電流値 I_{o1} と出力電流最大値 I_{o2} との間では、電流制限動作は直線的な動作となるから、電流制限動作は安定して行われる。この電流制限動作の行われる領域の傾き α は、抵抗 3_2 に対する抵抗 3_8 の倍率（この例では 15）を変えることにより、調整することができる。

【0042】

また、出力電流 I_o が急激に増加したときには、出力電流 I_o の急増に応じて、低域通過フィルタ 4_0 の入力側電圧が低下する。コンデンサ 4_3 にはそれまでの出力電流 I_o に応じた電荷が蓄積されているから、高い電圧にある。このとき、PNP 4_2 のエミッターベース間に、順方向に電圧が印加されるから、PNP 4_2 はオンする。これにより、コンデンサ 4_3 の蓄積電荷はPNP 4_2 を介して急速に放電される。

【0043】

したがって、過電流検出電圧 $V_{o\,c}$ は、出力電流 I_o の急激な増加に対応して、実質上の遅滞なく、高速に応答する。よって、過電流制限作用が低域通過フィルタ40を設けたことにより、遅延することは実質上避けることができる。

【0044】

【発明の効果】

本発明によれば、出力電流が大きくなるほど値が小さくなる電流検出信号により、PWM比較器のデッドタイムコントロール（言い換えれば、デューティコントロール）を行っているので、電流制限動作が安定している。

【0045】

また、ドライバなどの回路遅延の影響が小さくできるので、高精度な電流制限を掛けることができる。また、ドライバなど回路遅延を有する構成要素の遅延時間を特に考慮する必要がない。

【0046】

さらに、低域通過フィルタを介して電流検出信号を出力するから、電流制限動作がより安定するとともに、低域通過フィルタの構成を工夫したことにより過電流に対する応答遅れを短くすることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明の実施の形態に係るスイッチング電源装置の構成図。

【図2】

図1中において用いられる低域通過フィルタの構成。

【図3】

電流制限作用の説明図。

【図4】

図1のスイッチング電源装置の出力電圧-出力電流の特性を示す図。

【図5】

従来の電流制限を行う定電圧制御のスイッチング電源装置の構成図。

【符号の説明】

11 第1スイッチ

- 1 2 第2スイッチ
1 3 平滑コイル
1 4 電流検出抵抗
1 5 平滑コンデンサ
1 6、1 7 分圧抵抗
1 8 フィードバック回路
V C C 電源電圧
P 1、P 2 ゲート駆動信号
I o 出力電流
V o u t 出力電圧
2 0 レギュレータ用 I C
2 1 誤差増幅器
2 2、2 3 分圧抵抗
2 4 三角波発振器
2 5 P M W 比較器
2 6 ドライバ
2 7 遅延回路
2 8 反転ドライバ
3 0 過電流検出ブロック
3 1 演算増幅器
3 2、3 8、4 1 抵抗
3 3、3 6、3 7 N P N トランジスタ
3 4、3 5、4 2 P N P トランジスタ
3 9 バッファ
4 0 低域通過フィルタ
4 3 コンデンサ
V S 検出電圧
F B 帰還電圧
V o c 過電流検出電圧

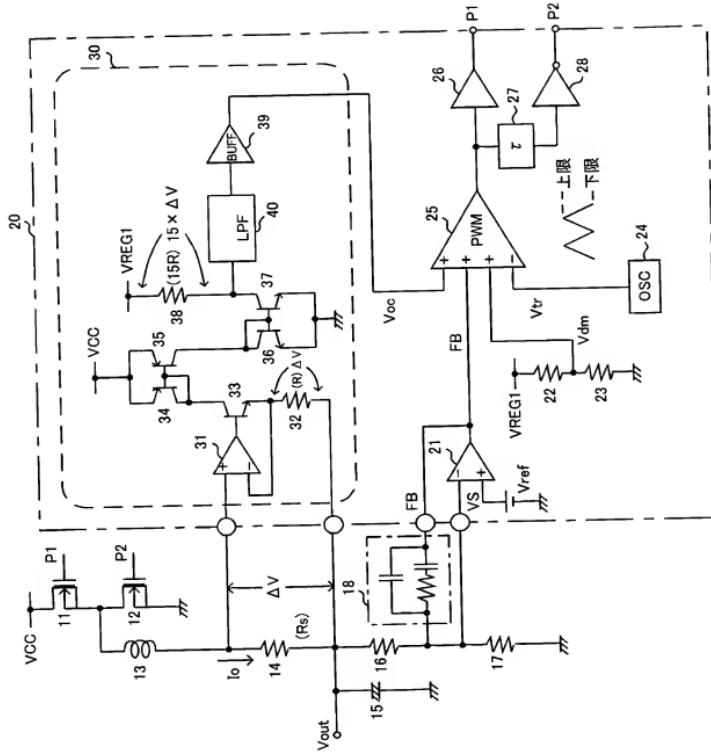
Vdm 最大デューティ設定電圧

Vtr 三角波信号

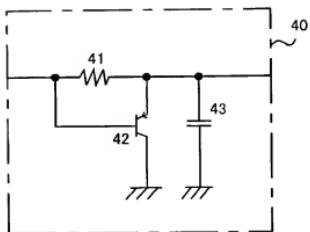
【書類名】

四面

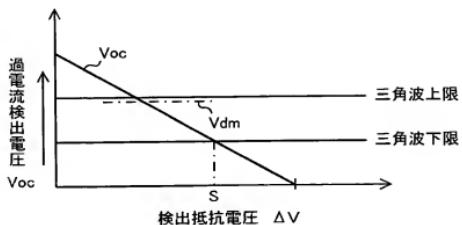
【图 1】



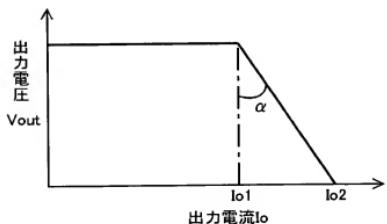
【図2】



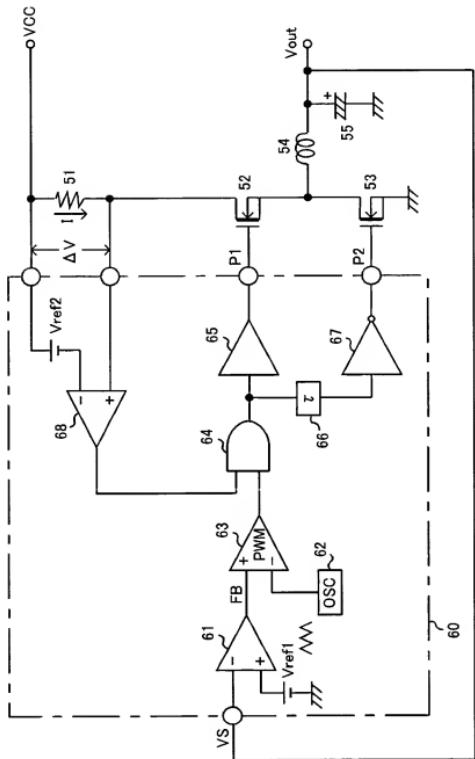
【図3】



【図4】



【図5】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 電流制限動作の精度を向上するとともに、電流検出回路やドライバに高速動作を不要とし、かつ電流制限動作時の出力電圧を安定させることができる、電流制限機能付きの定電圧制御を行うスイッチング電源装置を提供すること。

【解決手段】 直流電源電圧を変換した直流出力電圧を出力するスイッチング電源装置において、直流出力電圧を基準電圧と比較し、直流出力電圧が大きくなるほど値が小さくなる帰還信号と、出力電流が大きくなるほど値が小さくなる電流検出信号との小さい方を比較信号として、三角波信号と PWM比較器で比較し、その PWM信号により半導体スイッチのオンあるいはオフを制御する。

【選択図】 図 1

特願 2002-285016

出願人履歴情報

識別番号

[000116024]

1. 変更年月日

[変更理由]

住 所

氏 名

1990年 8月22日

新規登録

京都府京都市右京区西院溝崎町21番地

ローム株式会社